

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



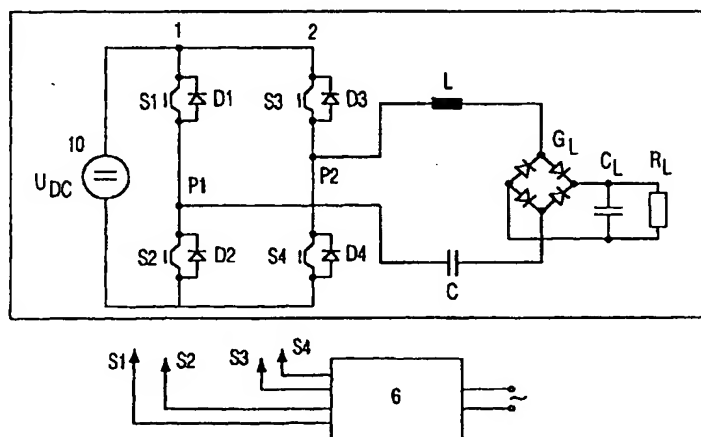
(43) International Publication Date
25 May 2001 (25.05.2001)

PCT

(10) International Publication Number
WO 01/37416 A2

- (51) International Patent Classification⁷: H02M 7/00
- (21) International Application Number: PCT/EP00/11404
- (22) International Filing Date:
15 November 2000 (15.11.2000)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
19955673.3 19 November 1999 (19.11.1999) DE
- (71) Applicant (for all designated States except DE, US):
KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.
[NL/NL]; Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL).
- (71) Applicant (for DE only): PHILIPS CORPORATE INTELLECTUAL PROPERTY GMBH [DE/DE]; Habsburgerallee 11, 52066 Aachen (DE).
- (72) Inventors; and
(75) Inventors/Applicants (for US only): WAGNER, Bernhard [DE/NL]; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL). MÄRTENS, Olaf [DE/NL]; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).
- (74) Agent: HARTMANN, Heinrich; Internationaal Octrooibureau B.V., Prof Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL).
- (81) Designated States (national): JP, US.
- (84) Designated States (regional): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).
- Published:
— Without international search report and to be republished upon receipt of that report.
- For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: POWER SUPPLY UNIT INCLUDING AN INVERTER



(57) Abstract: The invention relates to a power supply unit with an inverter which co-operates with a resonant circuit (L, C) and can be controlled so as to adjust the output power by means of a control unit (6). The power supply unit is characterized notably by the fact that it is formed by a first and a second switching unit (S1, S4; S2, S3) whereby a voltage of a first polarity can be applied to the resonant circuit (L, C) in a first switching state and a voltage of a second polarity can be applied thereto in a second switching state, the switching states being switchable by the control unit (6) in such a manner that in a first mode of operation for low output powers the output power can be adjusted by changing the duration of the switching states at an essentially constant switching frequency f_s which is at least a predetermined factor lower than the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit, and that in a second mode of operation for high output powers the output power can be adjusted by changing the switching frequency in the range of the resonance frequency.

WO 01/37416 A2

Power supply unit including an inverter

The invention relates to a power supply unit which includes an inverter which co-operates with a resonant circuit and can be controlled by means of a control unit so as to adjust the output power, notably for an X-ray generator.

A power supply unit of this kind is known from DE 197 24 931 and includes
5 an inverter which is connected to a direct voltage source and consists of a first branch and a second branch, each branch being provided with two semiconductor switches, the output of the inverter being connected to a resonant circuit that is formed by a capacitor and the stray inductance of a transformer. An X-ray tube is connected to the secondary winding of the transformer via a rectifier device. The power supply unit can be switched between a first
10 mode of operation with a high short time power and a second mode of operation with a low continuous power, the power output being controlled by means of a pulse width modulated voltage which is generated by switching of the semiconductor switches and is present on the output of the inverter. In order to increase the continuous power in the second mode of operation, a third branch (auxiliary branch) is connected parallel to the two inverter branches;
15 in this second mode of operation the auxiliary branch is activated instead of the first branch in order to take up an additional inductance and an additional capacitance in the primary circuit of the transformer. The power loss in the semiconductor switches of the inverter and in the transformer is thus reduced.

Even though power control by pulse width modulation of the voltage applied
20 to the resonant circuit can be realized comparatively simply from a technical point of view, and even though practical no switch-off losses are induced in the case of low output powers, this method also has given drawbacks. This is because high switch-on and switch-off losses occur in the case of high output powers. Moreover, as the pulse width increases the output voltage also increases.

25

It is an object of the invention to provide a power supply unit of the kind set forth whose modes of operation are enhanced over a comparatively wide power range and notably in respect of switching losses and ripple of the output voltage.

This object is achieved by means of a power supply unit as claimed in claim 1 which is characterized in that the inverter is formed by a first switching unit and a second switching unit whereby a voltage of a first polarity can be applied to the resonant circuit in a first switching state whereas a voltage of a second polarity can be applied thereto in a second switching state, which switching states can be switched by the control unit in such a manner that in a first mode of operation for low output powers the output power can be adjusted by changing the duration of the switching states at an essentially constant switching frequency f_s which is at least a predetermined factor lower than the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit, and that in a second mode of operation for high output powers the output power can be adjusted by changing the switching frequency in the range of the resonance frequency.

Thus, the basic idea of the invention is to optimize the properties of a power supply unit of the kind set forth by activation of different modes of operation in dependence on the output power.

Advantageous further embodiments of the invention are disclosed in the dependent claims.

The embodiment disclosed in claim 2 includes an inverter in the form of a half bridge (two semiconductor switches) whereas a full bridge circuit is provided according to claim 4 (four semiconductor switches).

When a third switching state is activated as a free-running state in conformity with claim 5, the peak values of the resonance current amplitudes are lowered, the losses are reduced further and the switching powers are halved. Moreover, the resonant circuit capacitance C is relieved by the unidirectional power flow.

In order to achieve optimum properties of the power supply unit, the factor whereby the switching frequency f_s in the first mode of operation is smaller than the resonance frequency is preferably 0.5 in conformity with claim 6, whereas in conformity with claim 7 the switching frequency f_s can be varied in the range $0.5 \cdot f_{res} \leq f_s < f_{res}$ in the second mode of operation.

Finally, the embodiment disclosed in claim 8 involves a third mode of operation which can be effectively used notably for a medium range of the output power.

Further details, characteristics and advantages of the invention will become apparent from the following description of two preferred embodiments which is given with reference to the drawing. Therein:

Fig. 1 shows a circuit diagram of the first embodiment of the invention,

Fig. 2 shows typical current and voltage variations during a first mode of operation without a free-running state;

5 Fig. 3 shows typical current and voltage variations in the first mode of operation with a free-running state;

Fig. 4 shows typical current and voltage variations during a second mode of operation;

10 Fig. 5 shows typical current and voltage variations during a third mode of operation without a free-running state;

Fig. 6 shows typical current and voltage variations during the third mode of operation with a free-running state;

Fig. 7 shows a first circuit diagram of the second embodiment of the invention, and

15 Fig. 8 shows a second circuit diagram of the second embodiment of the invention.

The embodiments to be described hereinafter are preferably used for the power supply of X-ray tubes. For these and other, similar applications the intermediate circuit voltage U_{DC} amounts to a few 100 V, notably 750 V. Suitable values for the resonance frequency of the resonant circuit amount to a maximum of from approximately 200 to 300 kHz; in that case currents of up to a few 100 A may flow. Voltages of from a few 10 kV to more than a few 100 kV can then be generated across the load resistor R_L for output currents of from approximately 0 to more than 1 A.

A first embodiment of the power supply unit according to the invention is shown in Fig. 1 and includes a direct voltage source 10 (intermediate circuit voltage U_{DC}) where to a first branch 1 and, parallel thereto, a second branch 2 of an inverter are connected. The first branch 1 includes a first semiconductor switch S1 and a second semiconductor switch S2 (for example, switching transistors) which are connected in series. A first free running diode D1 and a second free running diode D2 are connected anti-parallel (that is, with the reverse forward direction with respect thereto) to the first and the second semiconductor switch, respectively. Similarly, the second branch 2 is formed by a third semiconductor switch S3 and a fourth semiconductor switch S4 (for example, again

switching transistors) which are connected in series. Anti-parallel to the third and the fourth semiconductor switch there is connected a third and a fourth free running diode D3, D4, respectively. The junction of the first and the second semiconductor switch S1, S2 constitutes a first output terminal P1 of the inverter whereas a second output terminal P2 of the inverter is branched from the junction of the third and the fourth semiconductor switch S3, S4.

The output terminals P1, P2 of the inverter are connected to a series resonant circuit which is formed by an inductance L as well as a capacitance C connected in series therewith. A bridge rectifier G1 whose output is connected to a load R_L via a smoothing capacitor C_L is connected between the elements L and C.

A preferably programmable control unit 6 generates switching signals for each pair of switches S1/S4 and S2/S3, which switching signals alternately switch these pairs to the conductive state and the blocked state so that respective square-wave voltages of alternating polarity are present on the first and the second output terminal P1, P2 of the inverter, said square-wave voltages constituting a (resonance) tank voltage U_{tank} for the resonant circuit. The control unit can also produce this pulse pattern by closing individual switches in such a manner that a free-running state is imposed on the resonant circuit. To this end, for example the first switch S1 is switched to its conductive state during the conductive phase of the third diode D3 while the third switch S3 is switched to its conductive state during the conductive phase of the first diode D1, the fourth switch S4 is switched to its conductive state during the conductive phase of the second diode D2 or the second switch S2 is switched to its conductive state during the conductive phase of the fourth diode D4, or the first and the third switch S1/S3 are switched to their conductive state or the second and the fourth switch S2/S4. In these cases the voltage on the first and the second output terminal P1, P2 is composed only of the forward voltages of a diode and a (conductive) switch or two conductive switches and, generally speaking, is very low relative to the intermediate circuit voltage U_{DC} . A suitable control unit is disclosed, for example, in DE OS 19724931.

Depending on the selected mode of operation and the value of the power output in the selected mode of operation, either the pulse duration or the frequency of this tank voltage U_{tank} is varied or a free-running state is activated.

The variation of the tank voltage, causing a corresponding variation of the resonance current through the inductance, the rectifier as well as the capacitance, can produce a rectified output voltage of adjustable value across the load R_L , the output current then being adjustable essentially continuously from approximately zero to a maximum value in conformity with the load.

The functions of the circuit and the typical variations of the tank voltage U_{tank} and the current I_{res} through the resonant circuit will be described in detail hereinafter with reference to the Figs. 2 to 6 and for various modes of operations, with and without a free running state.

5 Fig. 2 shows such variations for a first mode of operation for low output powers and without a free running state. In this mode of operation the power is adjusted by pulse width modulation of the tank voltage, that is, the duration (first phase) T_1 , whereby each pair of switches S_1/S_4 and S_2/S_3 is switched to the conductive state. The switching frequency f_s (frequency of the switching operations) is constant and less than half the
10 resonance frequency f_{res} of the resonant circuit.

 During the first phase T_1 the first and the fourth switch S_1 , S_4 are conductive whereas the second and the third switch S_2 , S_3 are blocked. During this phase an essentially sinusoidal current I_{res} is built up in the resonant circuit until the first and the fourth switch S_1 , S_4 are opened again, that is, switched to the blocked state. While the current I_{res}
15 commutes from the switched-off switches S_1 , S_4 to the anti-parallel diode D_2 , D_3 of the respective other switch S_2 , S_3 in the same branch, a second phase T_2 commences. When the current I_{res} , decreasing during this second phase T_2 , reaches the zero line, this phase is terminated and a third phase T_3 commences. During this phase the current I_{res} , now
20 negative, flows via the first and the fourth diode D_1 , D_4 which are connected anti-parallel to the first switch and the fourth switch S_1 , S_4 , respectively. Moreover, during this phase all switches are open. The third phase T_3 terminates when the current reaches the zero line again. When the switching frequency f_s of the tank voltage is lower than half the eigen
 resonance frequency f_{res} of the resonant circuit, there will be a fourth phase T_4 in which no current flows in the resonant circuit (current gap, intermittent flow of DC).

25 Subsequently, this procedure is repeated by the closing of the second and the third switch S_2 , S_3 (the switches S_1 and S_4 are blocked); the voltage and current variations of Fig. 2 then have the same shape but the reverse polarity and commence again with the first phase T_1 .

 This first mode of operation is not resonant, which means that the operating
30 frequency (switching frequency f_s) at which the individual switches S_1/S_4 and S_2/S_3 are switched deviates from the resonant frequency f_{res} (at least by the factor 0.5) in such a manner that eigen dynamics cannot arise due to the eigen resonance of the resonant circuit and hence no voltage and current excess can occur either.

The maximum switch-off current occurs at the maximum of the sinusoidal current during the first phase T1 and is small in conformity with the small power that can be transferred in this mode of operation. Moreover, the switching operations for each switch take place at the selected, low operating frequency or only at half this frequency. This means
5 that this mode of operation is characterized by particularly small switching losses.

Furthermore, the ripple of the rectified output voltage is also small in this mode of operation, because only current pulses of low amplitude are transferred at a constant switching frequency.

Power supply units controlled via pulse width have the drawback that after the
10 switching off of one of the switch diagonals, a release time must be observed before the other switch diagonal can be switched on. This drawback does not exist in this case, because in this mode of operation it is not intended to increase the transferred power since during the third phase T3 the second switch diagonal S2/S3 (counter diagonal) is switched on. At maximum power in this mode of operation the switches can be switched to the blocked state at any
15 instant between the first and the second current zero crossing. The second phase T2 is then possibly omitted.

Fig. 3 shows the voltage and current variations in this mode of operation with a free-running state. The essential difference consists in that at the end of the first phase T1 or at the beginning of the second phase T2 only one of the two switches S1, S4 or S2, S3 is
20 opened, so that in the second phase T2 a series connection of S1 and D3 or S4 and D2 or S3 and D1 or S2 and D4 is connected to the resonant circuit. The resultant advantages have already been described.

Fig. 4 shows the variations of the tank voltage U_{tank} and the current I_{res} through the resonant circuit in a second mode of operation for medium output powers. The
25 power is adjusted by variation of the switching frequency, be it subject to the following condition: $f_{\text{min}} \mid f_{\text{s}} \mid 7.5 \cdot f_{\text{res}}$, that is, the switching frequency f_{s} remains essentially lower than half the eigen resonance frequency f_{res} of the resonant circuit.

The first and the fourth switch S1, S4 are closed during the first phase T1 and the switches S2 and S4 are open. In this phase the variation of the current I_{res} is essentially
30 sinusoidal and the current is not switched off. During the current zero crossing the second phase T2 commences and the current commutes from the switches S1, S4 to their anti-parallel diodes D1, D4, so that the current varies with a damped sinusoidal oscillation during the second phase T2. Subsequently, the switches S1, S4 are opened. When the current reaches

the zero crossing again, this phase terminates and the third phase T3 commences in which no current I_{res} flows (current gap/intermittent operation with DC).

Subsequently, this sequence is repeated by closing the second and the third switch S2, S3 (the switches S1/S4 are open); in comparison with Fig. 3 the voltage and current variations then have the same shape and the reverse polarity.

The switching frequency f_s remains substantially lower than the resonance frequency f_{res} also in this second mode of operation. Therefore, eigen dynamics due to the eigen resonance of the resonant circuit, and hence voltage and current excess, again cannot occur. Because no switching off operation takes place, no switch-off losses occur. The switch-on operation is currentless, so that switch-on losses do not occur either.

In this mode of operation the maximum ripple of the rectified output voltage occurs at the minimum switching frequency, because the energy of the current packages is always the same. The ripple is so low in this mode of operation because it is not reduced further as from a minimum frequency and a change-over takes place to the pulse width modulated operation of the first mode of operation.

Fig. 5 shows the voltage and current variations in a third mode of operation for large output powers, that is, without a free running state.

The power shift is again performed via the switching frequency f_s which is in the following range: $0.5 \cdot f_{res} \mid f_s < f_{res}$.

During a first phase T1 the first and the fourth switch S1, S4 are switched on (conductive). The current I_{res} through the resonant circuit then varies sinusoidally and is not switched off. During the zero crossing a second phase T2 commences in which the first and the fourth switch S1, S4 are opened in a currentless manner and a release time is observed. The current I_{res} commutes from the switches S1, S4 to their anti-parallel diodes D1, D4, the current variation being shaped as a damped sinusoidal oscillation in this second phase T2. No sooner than after expiration of the release time, but before the next current zero crossing, the first and the second phase T1, T2 are repeated with a reversed voltage and current polarity, that is, the second and the third switch S2, S3 are closed while the first and the fourth diode D1, D4 still carry current. In response thereto the current commutes from these diodes D1, D4 to the switches S2, S3 which are now closed. Thus, non-intermittent operation is concerned.

A free-running state can again be introduced by switching off only one of the switches that are conductive during the first phase T1 towards the end of the first phase T1 or at the beginning of the second phase T2. The output terminals P1 and P2 are thus

conductively connected either via the positive or via the negative intermediate circuit rail, except for the voltage drop of a conductive switch and a conductive diode that is low in comparison with the intermediate circuit voltage. While the anti-parallel diode of the second switch present in the same branch is conductive, this switch can already be switched on
5 without loss. The corresponding voltage and current variations are shown in Fig. 6.

The third mode of operation is a resonant mode, that is, the switching frequency f_s at which the individual switches are switched deviates from the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit to such a small extent only that eigen dynamics can arise due to the eigen resonance of the circuit, thus giving rise to a voltage and current
10 excess.

The maximum switch-on current lies at the maximum of the sinusoidal oscillation of the diode forward period and hence is substantially smaller than the current maximum during the phase in which the active switches are conductive.

In this third mode of operation the maximum ripple of the rectified output
15 voltage is obtained at the maximum switching frequency, because the highest current amplitudes now occur because of the resonance effect. Advantage is taken of the fact that the higher current amplitudes are partly compensated in respect of ripple by the higher frequency.

Fig. 7 shows a first circuit of a second embodiment of the invention. The essential difference with respect to the first embodiment consists in that now a half-bridge
20 circuit is concerned in which a series connection of a first and a second capacitor C1, C2 is provided instead of the second inverter branch 2.

The first output terminal P1 for the resonant circuit is formed by the junction of the first and the second semiconductor switch S1, S2, whereas the second output terminal P2 is formed by the junction of the first and the second capacitor C1, C2. The semiconductor
25 switches S1, S2 are switched again by the control unit 6.

The variations of the tank voltage U_{tank} and of the current I_{res} through the resonant circuit correspond to the variations shown in the Figs. 2, 4 and 5, so that the following description makes reference to these Figures. Moreover, the description will be limited essentially to the differences with respect to the first embodiment.

In the first mode of operation for low output powers (Fig. 2) the power is
30 again adjusted by pulse width modulation of the tank voltage, that is, the duration (first phase) T1, during which the switch S1 or S2 is conductive. The switching frequency is (constantly) lower than half the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit.

Thus, the first switch S1 is conductive during the first phase T1. During this phase an essentially sinusoidal current is built up until the switch S1 is switched off, that is, opened, and the second phase T2 commences. In the second phase the current commutes from the opened first switch S1 to the anti-parallel diode D2 of the second switch S2. The current decreases during this second phase T2 until it reaches the zero line and the third phase T3 commences. In this phase the diode D1, connected anti-parallel to the first switch S1, is conductive while both switches are blocked. The third phase T3 terminates when the current reaches the zero crossing again. Because the switching frequency f_s is lower than half the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit, there is a subsequent fourth phase T4 during which no current flows through the resonant circuit (current gap/intermittent operation with DC).

This sequence is subsequently repeated by closing the second switch S2 (the first switch S1 is open) with reversed current and voltage variations in conformity with Fig. 2.

In this first mode of operation the same advantages are obtained as in the first embodiment. Notably the release time is dispensed with, because in the second half-oscillation (third phase T3) the second switch S2 is not switched on, but exclusively the diode D1, connected anti-parallel to the first switch S1, carries current.

In the second mode of operation for medium output powers the power is again adjusted by variation of the switching frequency, be it subject to the following condition: $f_{smin} \mid f_s \mid 0.5 \cdot f_{res}$. The voltage and current variations then occurring are shown in Fig. 4.

During the first phase T1 the first switch S1 is conductive. The current I_{res} varies essentially sinusoidally and is not switched off. During the zero crossing the second phase T2 commences and the current I_{res} commutes from the conductive switch S1 to the anti-parallel diode D1 thereof. During this phase the current variation is a damped sinusoidal oscillation, both switches S1, S2 being blocked. Finally, in the third phase T3 no current flows through the resonant circuit.

In this second mode of operation the same advantages are obtained again as in the first mode.

Finally, there is the third mode of operation for high output powers for which the voltage and current variations are as shown in Fig. 5. The power adjustment is again realized via the switching frequency which can be varied in the range $0.5 \cdot f_{res} \mid f_s < f_{res}$.

During the first phase T1 the first switch S1 is switched on. The current I_{res} again varies essentially sinusoidally and is not switched off. During the current zero crossing

the second phase T2 commences and the current commutes from the first switched-on first switch S1 to the anti-parallel diode D1 thereof. After the current zero crossing the (active) first switch S1 is opened in a currentless manner, and the variation of the current I_{res} is that of a damped sinusoidal oscillation. After expiration of a release time, the second switch S2 is closed while the first diode D1 still carries a current. The current then commutes from the first diode D1 to the second switch S2, so that the first phase T1 commences again with current and voltage variations of a polarity opposing that upon the closing of the first switch S1 (non-intermittent operation).

For this mode of operation the same properties and advantages are obtained again as already described with reference to the first embodiment.

By way of example Fig. 8 shows a second circuit diagram of a further possibility for realizing the second embodiment of the invention. The circuit includes, connected parallel to the direct voltage source 10, a series connection of a first and a second semi-conductor switch S1, S2 which constitute the single branch 1 of an inverter and are controlled by the control unit 6, a free-running diode D1, D2 being connected anti-parallel to said switches. The series connection of the first and the second capacitor C1, C2 is thus dispensed with. This circuit of Fig. 7 for the remainder corresponds to the second embodiment, the resonant circuit being connected, for example parallel to the second semiconductor switch S2.

This second circuit for the remainder corresponds to the first circuit of Fig. 7, the semiconductor switches S1, S2 again being switched by the control unit 6 in conformity with the description given with reference to Fig. 7.

Finally, it is to be noted that, as opposed to the representation of the Figs. 1, 7 and 8, potential separation from the load R_L can be undertaken by having, for example the rectifier G1 preceded by a transformer whose primary winding inductance then forms part of the inductance of the resonant circuit.

CLAIMS:

1. A power supply unit which includes an inverter which co-operates with a resonant circuit and can be controlled by means of a control unit so as to adjust the output power, characterized in that the inverter is formed by a first switching unit and a second switching unit (S1, S4; S2, S3; S1, S2) whereby a voltage of a first polarity can be applied to the resonant circuit (L, C) in a first switching state whereas a voltage of a second polarity can be applied thereto in a second switching state, which switching states can be switched by the control unit (6) in such a manner that in a first mode of operation for low output powers the output power can be adjusted by changing the duration of the switching stage at an essentially constant switching frequency f_s which is at least a predetermined factor lower than the resonance frequency f_{res} of the resonant circuit, and that in a second mode of operation for high output powers the output power can be adjusted by changing the switching frequency in the range of the resonance frequency.

2. A power supply unit as claimed in claim 1, characterized in that each of the switching units is formed by a semiconductor switch (S1, S2) that can be switched by the control unit (6) and includes a respective anti-parallel connected diode (D1, D2), each switching unit being connected in series with a direct voltage source (10), the resonant circuit being a series resonant circuit that is connected parallel to one of the switching units.

3. A power supply unit as claimed in claim 2, characterized in that a series connection of a first and a second capacitor (C1, C2) is connected parallel to the direct voltage source (10), one terminal of the resonant circuit being connected between the first and the second semiconductor switch (S1, S2) while the other terminal is connected between the first and the second capacitor (C1, C2).

4. A power supply unit as claimed in claim 1, characterized in that the inverter includes a first and a second inverter branch (1, 2) which are connected parallel to a direct voltage source (10), each inverter branch being formed by a series connection of a first and a second or a third and a fourth semiconductor switch (S1, S2; S3, S4) with a respective anti-

parallel connected diode (D1, D2; D3, D4), the first switching unit being formed by the first and the fourth semiconductor switch while the second switching unit is formed by the second and the third semiconductor switch, the resonant circuit being a series resonant circuit, one terminal of which is connected between the first and the second semiconductor switch while
5 the other terminal is connected between the third and the fourth semiconductor switch.

5. A power supply unit as claimed in claim 4, characterized in that the control unit (6) is capable of controlling a third switching state for free running of the resonant circuit in such a manner that a series connection of one of the semiconductor switches (S1, S2; S3,
10 S4) and one diode in a conductive phase (D1, D2; D3, D4) is connected to the resonant circuit.

6. A power supply unit as claimed in claim 1, characterized in that the factor whereby the switching frequency f_s in the first mode of operation is lower than the resonance
15 frequency amounts to 0.5.

7. A power supply unit as claimed in claim 1, characterized in that the switching frequency f_s is variable in the range $0.5 \cdot f_{res} \leq f_s < f_{res}$ in the second mode of operation.

20 8. A power supply unit as claimed in claim 7, characterized in that the first and the second switching state can be switched by the control unit in such a manner that in a third mode of operation for medium output powers the output power is variable by changing the switching frequency in the range
 $f_{smin} \leq f_s \leq 0.5 \cdot f_{res}$, where f_{smin} is a predetermined minimum switching frequency.

25

9. X-ray generator with a power supply as claimed in claim 1.

1/4

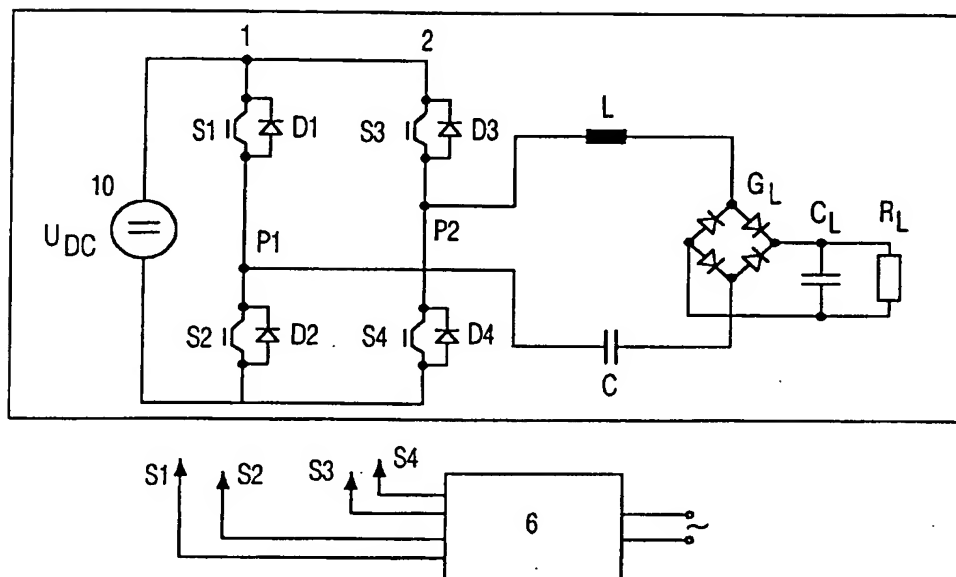


FIG. 1

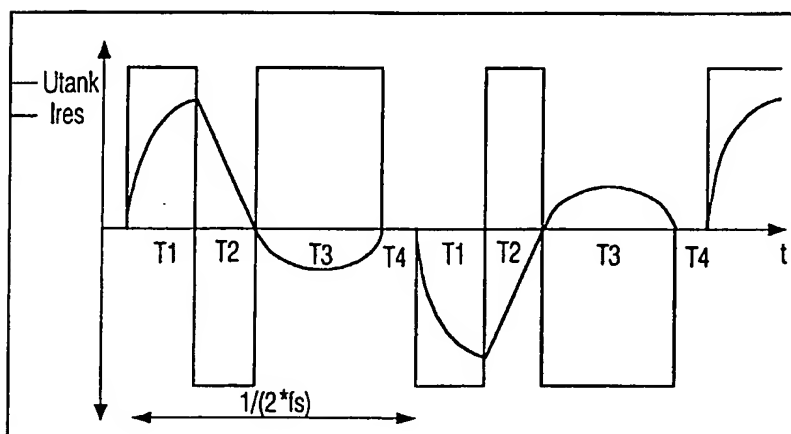


FIG. 2

2/4

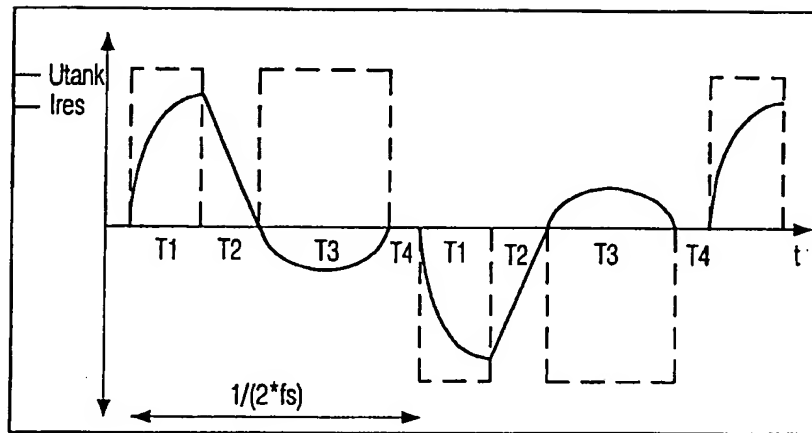


FIG. 3

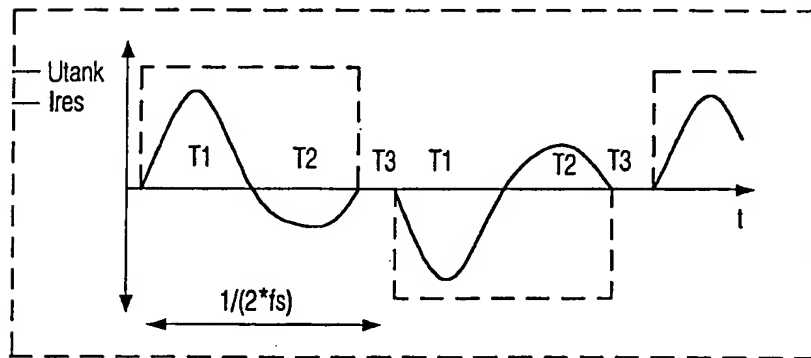


FIG. 4

3/4

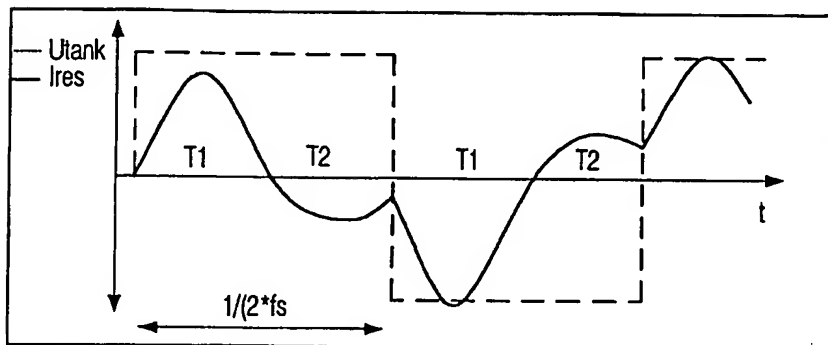


FIG. 5

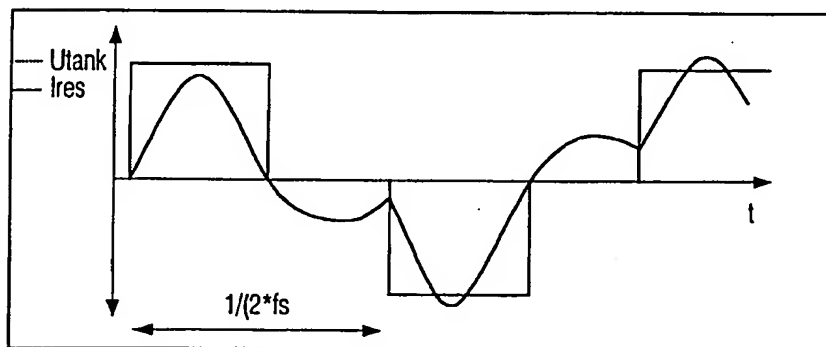


FIG. 6

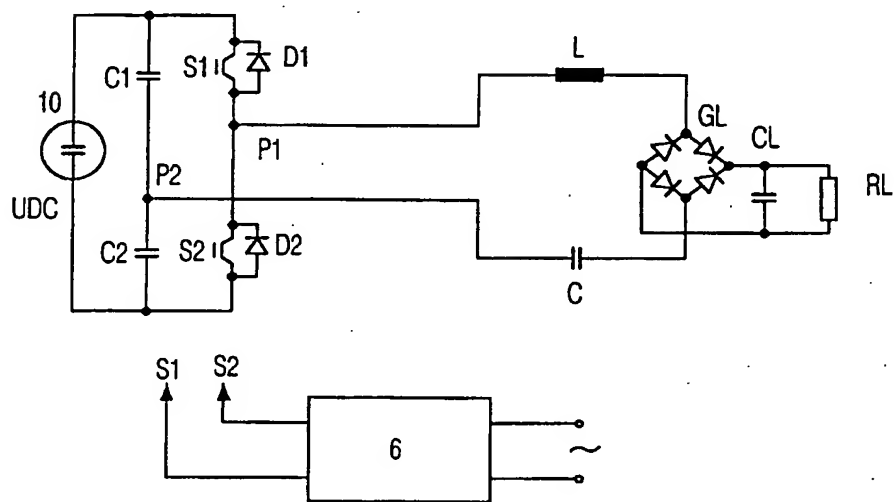


FIG. 7

4/4

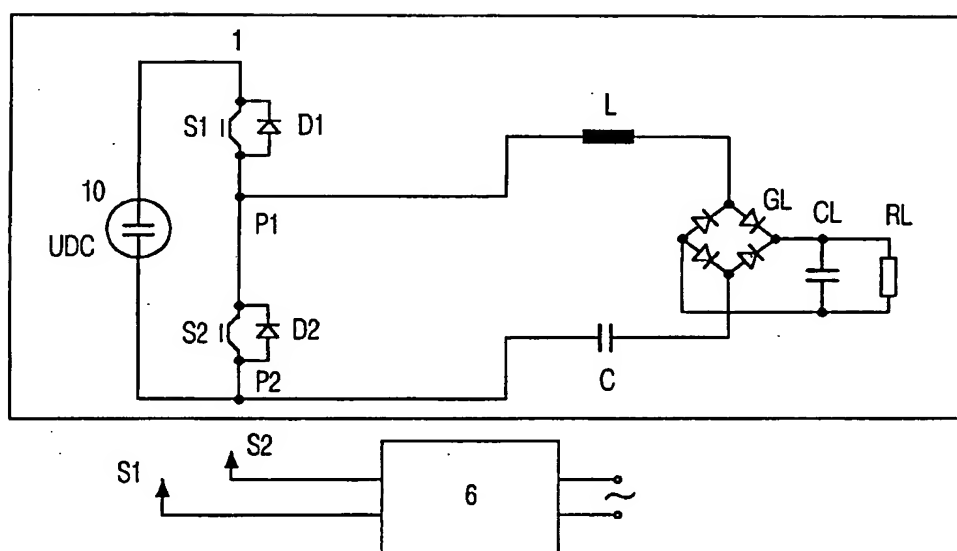


FIG. 8

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 1 081 839 A2

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
07.03.2001 Patentblatt 2001/10

(51) Int. Cl.⁷: H02M 3/337

(21) Anmeldenummer: 00202912.2

(22) Anmeldetag: 15.08.2000

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE

Benannte Erstreckungsstaaten:

AL LT LV MK RO SI

(30) Priorität: 24.08.1999 DE 19940137

(71) Anmelder:

- Philips Corporate Intellectual Property GmbH
52064 Aachen (DE)

Benannte Vertragsstaaten:

DE

- Koninklijke Philips Electronics N.V.
5621 BA Eindhoven (NL)

Benannte Vertragsstaaten:

FR GB

(72) Erfinder:

- Scheel, Thomas
Philips Corp.Intel.Prop.GmbH
52064 Aachen (DE)

- Hattrup, Christian
Philips Corp.Intel.Prop.GmbH
52064 Aachen (DE)

- Märtens, Olaf
Philips Corp.Intel.Prop.GmbH
52064 Aachen (DE)

(74) Vertreter: Gössmann, Klemens

Philips Corporate Intellectual
Property GmbH
Habsburgerallee 11
52064 Aachen (DE)

(54) Serienresonanter Konverter mit einer Regelschaltung

(57) Die Erfindung betrifft einen serienresonanten Konverter (1) mit einer Regelschaltung (8) zur Regelung der Ausgangsspannung des Konverters.

Um das Anlaufverhalten des Konverters zu verbessern, wird vorgeschlagen, dass die Regelschaltung (8) zur Verarbeitung eines ersten Istwerts (U_{out}), der von der jeweiligen Konverterausgangsspannung ($u_{out}(t)$) abhängt, und zur Verarbeitung eines zweiten Istwerts

(U_C), der vom jeweiligen durch die Serienresonanzkreiselemente (C, L, R) des Konverters (1) fließenden Strom ($i_{res}(t)$) abhängt, vorgesehen ist, und dass die Regelschaltung (8) zur Lieferung einer das Tastverhältnis einer an den Serienresonanzkreis des Konverters gelieferten pulswertenmodulierten Spannung ($u_{pwm}(t)$) bestimmenden Stellgröße (u) vorgesehen ist.

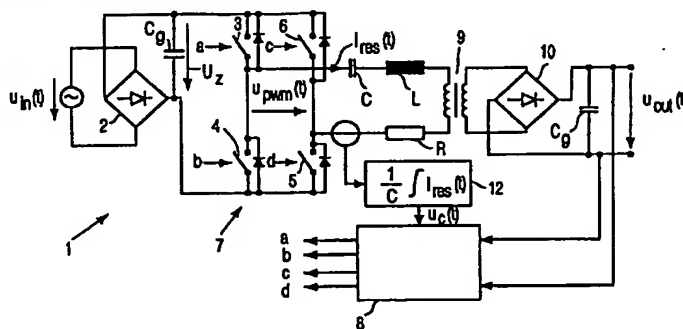


FIG. 1

EP 1 081 839 A2

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft einen serienresonanten Konverter mit einer Regelschaltung zur Regelung der Ausgangsspannung des Konverters

5 [0002] Derartige Konverter werden beispielsweise in Hochspannungsgeneratoren für Röntgengeräte eingesetzt.

[0003] Bei derartigen Convertern ist üblicherweise eine Regelschaltung zur Regelung der Ausgangsspannung vorgesehen, um diese im eingeschwungenen Zustand auf einem konstanten Wert zu halten. Problematisch ist allerdings grundsätzlich das Anlaufverhalten des Konverters. So ist eine möglichst kurze Anstiegszeit und ein möglichst geringes Überschwingen am Ende der Anlaufphase erstrebenswert, um rasch den eingeschwungenen Zustand des Konverters

10 zu erreichen. Beim Einsatz in Röntgengeräten ist ein möglichst schnelles Erreichen des eingeschwungenen Zustands deshalb anzustreben, um für den jeweiligen Patienten nachteilige nicht gewünschte Strahlendosen zu vermeiden.
[0004] Aus der US 5, 107,412 ist ein serienresonanter Konverter bekannt, der zum Einsatz in Hochspannungsgeneratoren für Röntgengeräte vorgesehen ist, und mit dem das gewünschte Anlaufverhalten noch nicht erreicht wird. Der Konverter enthält eine aus Thyristoren bestehende Vollbrücke. Es ist ein Stromdetektor zur Detektierung von Null-

15 durchgängen des von der Vollbrücke gelieferten und durch die Resonanzkreiselemente fließenden Stromes vorgesehen. Ein Zündimpulsgenerator generiert Zündimpulse zum Zünden der Thyristoren in Abhängigkeit von den vom Stromdetektor detektierten Nulldurchgängen. Dabei werden die Thyristoren so gesteuert, dass ein Thyristor nur jeweils dann gezündet wird, wenn der Strom durch einen bis dahin leitenden anderen Thyristor zu Null geworden und außerdem die sogenannte Freiwerdezeit ("recovery time") verstrichen ist. Ein Nulldurchgangssignal wird erst dann erzeugt,

20 wenn der entsprechende Strom in Sperrichtung einen Schwellwert (I_s) unterschritten, d.h. betragsmäßig überschritten hat. Um sicherzustellen, dass der Konverter auch bei sehr kleinen Strömen in Thyristersperrichtung funktioniert, wenn also ein solcher Schwellwert nicht erreicht wird, wird vorgeschlagen, ein Hilfsnulldurchgangssignal zu generieren, wenn innerhalb einer bestimmten Zeitspanne nach einem Zündimpuls kein entsprechendes Nulldurchgangssignal wie im Normalbetrieb generiert wird. Weiterhin enthält der beschriebene serienresonante Konverter einen Regler zur Regelung der Konverterausgangsspannung, der den aktuellen Wert der vom Konverter gelieferten Hochspannung mit einem Referenzwert (Sollwert) vergleicht und in nicht näher erläuteter Weise ein Reglerausgangssignal liefert, dessen Größe durch die Differenz zwischen der aktuellen vom Konverter gelieferten Hochspannung und dem Referenzwert bestimmt ist.

[0005] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen serienresonanten Konverter mit verbessertem Anlaufverhalten zu schaffen.

30 [0006] Die Aufgabe wird dadurch gelöst, dass die Regelschaltung zur Verarbeitung eines ersten Istwerts, der von der jeweiligen Konverterausgangsspannung abhängt, und zur Verarbeitung eines zweiten Istwerts, der vom jeweiligen durch die Serienresonanzkreiselemente des Konverters fließenden Strom abhängt, vorgesehen ist, und dass die Regelschaltung zur Lieferung einer das Tastverhältnis einer an den Serienresonanzkreis des Konverters gelieferten

35 pulsweitenmodulierten Spannung bestimmenden Stellgröße vorgesehen ist.
[0007] Mit Hilfe des erfindungsgemäßen Konverters wird durch einen zusätzlich verarbeiteten zweiten Istwert in der Konverteranlaufphase ein gegenüber herkömmlichen Convertern verbessertes dynamisches Verhalten - insbesondere eine kürzere Anstiegszeit ("rise time"), eine verringerte maximale Überschwingung ("peak overshoot"), eine kürzere Einstellzeit ("settling time") und eine größere Robustheit gegenüber Toleranzen von Konverterbauelementen - erreicht.

40 Herkömmliche serienresonante Konverter weisen lediglich Regelungen auf, bei denen die Differenz des Istwerts der Ausgangsspannung und eines Ausgangsspannungssollwerts gebildet wird. Ein üblicherweise verwendeter analoger Regler üblicherweise ein analoger PI-Regler - dient zur Bildung einer Stellgröße in Abhängigkeit von dieser Differenz.
[0008] In einer Ausgestaltung der Erfindung ist eine digitale Regelschaltung mit einer Regelung im Zustandsraum vorgesehen. Dies ermöglicht eine Anpassung der Konverterregelschaltung auf geänderte Rahmenbedingungen mit

45 geringem Aufwand, was durch Softwaremodifikationen bei Verwendung eines digitalen Signalprozessors erfolgen kann.
[0009] Der zweite Istwert repräsentiert vorzugsweise Abtastwerte des durch die Serienresonanzkreiselemente des Konverters fließenden Stroms an dessen Scheitelpunkten. Insbesondere ist eine Integration des durch die Serienresonanzkreiselemente des Konverters fließenden Stroms vorgesehen, um aus den so ermittelten Werten die zur Bildung

50 des zweiten Istwerts verwendeten Abtastwerte zu bilden.
[0010] Bei der Grundausführung der digitalen Regelschaltung ist vorgesehen, dass zur Bildung der Stellgröße von einem aus der Differenz des ersten Istwerts und eines die zu liefernde Ausgangsspannung repräsentierenden Sollwerts abgeleiteten Wert sowohl ein erstes Produkt aus einem ersten Faktor und dem ersten Istwert als auch ein zweites Produkt aus einem zweiten Faktor und dem zweiten Istwert subtrahiert werden.

55 [0011] In einer Ausführungsvariante der digitalen Regelschaltung ist vorgesehen, dass zur Bildung der Stellgröße eine kaskadierte Reglerstruktur vorgesehen ist, insbesondere indem

- in einer äußeren Regelschleife von einem aus der Differenz des ersten Istwerts und eines die zu liefernde Aus-

gangsgleichspannung repräsentierenden Sollwerts abgeleiteten Wert sowohl ein erstes Produkt aus einem ersten Faktor und dem ersten Istwert als auch ein zweites Produkt aus einem zweiten Faktor und dem zweiten Istwert subtrahiert werden und

- in einer inneren Regelschleife nach einer Verarbeitung des von der äußeren Regelschleife erzeugten Differenzwerts gemäß einer Begrenzungsfunktion von dem so gebildeten Wert sowohl ein drittes Produkt aus einem dritten Faktor und dem ersten Istwert als auch ein viertes Produkt aus einem vierten Faktor und dem zweiten Istwert subtrahiert werden.

Mittels der zusätzlichen inneren Regelschleife wird eine Begrenzung des Stromes durch die Resonanzkreiselemente des Konverters erreicht.

[0012] Für den Fall einer kleinen am Konverterausgang anliegenden Last wird vorgeschlagen, in der äußeren Regelschleife den zweiten Istwert gemäß einer nichtlinearen Funktion in einen Wert umzusetzen, der anstelle des zweiten Produktes verwendet wird, denn für diesen Fall ist die Konverterregelung nicht mehr mit einer auf rein linearen Regterstrukturen beruhenden Ausführungsform adäquat umzusetzen. Insbesondere ist es für die meisten Anwendungsfälle ausreichend, als nichtlineare Funktion eine stückweise lineare Funktion anzusetzen, bei der für den Fall des Normalbetriebs im Fall kleiner Lasten als Näherung ebenfalls ein einfacher Proportionalitätsfaktor - allerdings mit einem abweichenden Wert - angesetzt wird.

[0013] In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist ein Aufsummieren der Differenzen des ersten Istwerts und eines die zu liefernde Ausgangsgleichspannung repräsentierenden Sollwerts vorgesehen, wobei die so gebildeten Summenwerte mit einem weiteren Faktor gewichtet werden. Auf diese Weise wird stationären Regelabweichungen entgegengewirkt.

[0014] Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachstehend anhand der Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 die Grundstruktur eines erfindungsgemäßen Konverters,
- Fig. 2 den Verlauf einer an die Serienresonanzkreiselemente des Konverters gelieferten pulsweitenmodulierten Spannung,
- Fig. 3 ein Diagramm zur Erläuterung der Istwerte für eine Regelschaltung des Konverters,
- Fig. 4 eine Ausführungsform der Konverterregelschaltung,
- Fig. 5 eine weitere Ausführungsform der Konverterregelschaltung,
- Fig. 6 ein Diagramm zur Erläuterung der Verarbeitung eines von der Regelschaltung verarbeiteten Istwerts.

[0015] Dem in Fig. 1 gezeigten serienresonanten Konverter 1 wird eingangsseitig eine Eingangsspannung $u_{in}(t)$ - üblicherweise eine Netzwechselspannung - zugeführt. Diese Spannung wird einer Gleichrichteranordnung 2 zugeführt. Die von der Gleichrichteranordnung 2 gelieferte gleichgerichtete Spannung wird mittels eines Glättungskondensators C_g geglättet.

[0016] Die geglättete und am Kondensator C_g anliegende Spannung U_x liegt an einer aus vier Schaltelementen 3, 4, 5 und 6 bestehenden Vollbrückenschaltung 7 an, die durch geeignete Ansteuerung der Schaltelemente 3 bis 6 durch von einer Regelschaltung 8 gelieferte Steuersignale a, b, c und d eine pulsweitenmodulierte Spannung $U_{pwm}(t)$ erzeugt. In üblicher Weise liegt parallel zu jedem der Schalter jeweils eine Freilaufdiode. Mittels der Steuersignale a, b, c und d gibt die Regelschaltung 8 als Stellgröße das Tastverhältnis der pulsweitenmodulierten Spannung $u_{pwm}(t)$ vor. Diese Spannung $u_{pwm}(t)$ liegt an einem Serienresonanzkreis an, der als in Reihe geschaltete Resonanzkreiselemente eine Kapazität C, eine Induktivität L und einen Widerstand R aufweist. Die Induktivität L ist im vorliegenden Fall kein separates Bauelement, sondern die primärseitige Steuinduktivität eines Transformators 9, durch dessen Primärwicklung der durch die Serienresonanzkreiselemente C, L und R fließende Strom $i_{res}(t)$ fließt. Der Widerstand R repräsentiert die gesamten Ohmschen Verluste des Resonanzkreises. Die (hoch)transformierte an der Sekundärseite des Transformators 9 anliegende Spannung wird einer weiteren Gleichrichteranordnung 10 zugeführt. Diese ist ausgangssseitig mit einem Glättungskondensator C_g verbunden, an dem die Konverterausgangsspannung $u_{out}(t)$ abgreifbar ist. Diese Spannung kann beispielsweise als Hochspannung für Röntgenröhren verwendet werden.

[0017] Die Regelschaltung 8, die hier als digitale Regelschaltung ausgeführt ist, verarbeitet zwei Meßgrößen zu Istwerten. Einerseits wird die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ gemessen, andererseits auch der Strom $i_{res}(t)$. Dabei wird aus dem Strom $i_{res}(t)$ durch Integration (Schaltungsblock 12) ein abgeleitetes Spannungssignal, d.h. die Spannung $u_C(t)$ an der Kapazität C, gebildet und der Regelschaltung 8 zugeführt. Zu diesem Zweck kann auch ein nicht idealer Integrator - z.B. ein Tiefpass - verwendet werden. Die Regelschaltung 8 wird vorzugsweise mittels eines digitalen Signalprozessors realisiert, wobei hier die verwendete Abtastfrequenz der doppelten Frequenz entspricht, mit der die Spannung $u_{pwm}(t)$ pulsweitenmoduliert ist. Es können aber auch andere Abtastfrequenzen verwendet werden, z. B. die Pulsweitenmodulationsfrequenz selbst, deren halber Wert oder auch 2/3 dieses Frequenzwertes.

[0018] Fig. 2 zeigt den prinzipiellen Verlauf der pulsweitenmodulierten Spannung $u_{pwm}(t)$. Die hier feste Perioden-

dauer der Pulsweitenmodulation ist mit T_{pwm} bezeichnet. Bei Wahl einer festen Periodendauer T_{pwm} ist auch die Schaltfrequenz $f_{pwm} = 1/T_{pwm}$ konstant, deren Wert auf die sich aus der Induktivität L und der Kapazität C ergebende Resonanzfrequenz eingestellt wird. Der sich so ergebende Strom $i_{res}(t)$ ist für große Lastströme dementsprechend näherungsweise sinusförmig und liegt in Phase mit der pulswertenmodulierten Spannung $u_{pwm}(t)$. In der ersten Hälfte der dargestellten Periode liegt ein einem Abtastzeitpunkt k (siehe Fig. 3) zugeordneter rechteckförmiger Impuls der Länge a_k und der positiven Höhe U_z . Für den Rest der ersten Periodenhälfte ist die Spannung $u_{pwm}(t)$ gleich Null. In der zweiten Hälfte der dargestellten Periode T_{pwm} liegt ein einem Abtastzeitpunkt $k+1$ zugeordneter rechteckförmiger Impuls der Länge a_{k+1} und der negativen Höhe $-U_z$. Für den Rest der zweiten Periodenhälfte ist die Spannung $u_{pwm}(t)$ ebenfalls gleich Null. Durch die jeweiligen Werte von a_k, a_{k+1}, \dots und die Periodendauer T_{pwm} ist das jeweils gerade aktuelle Tastverhältnis der pulswertenmodulierten Spannung $u_{pwm}(t)$ eindeutig bestimmt.

[0019] In Fig. 3 sind idealisierte Zeitverläufe der pulswertenmodulierten Spannung $u_{pwm}(t)$, der Ausgangsspannung $u_{out}(t)$, des Stromes $i_{res}(t)$ und der Spannung $u_c(t)$ dargestellt. Zur Bildung von Istwerten für die Regelschaltung 8 wird einerseits die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ zu Zeitpunkten $k, k+1, k+2, \dots$ abgetastet, um Abtastwerte $U_{out,k}, U_{out,k+1}, U_{out,k+2}, \dots$ zu erhalten. Andererseits wird auch die Spannung $u_c(t)$ zu den Zeitpunkten $k, k+1, k+2, \dots$ abgetastet; von diesen Abtastwerten wird der Betrag gebildet, um so Abtastwerte $U_{c,k}, U_{c,k+1}, U_{c,k+2}, \dots$ zu erhalten. Die Abtastzeitpunkte werden so gewählt, dass diese jeweils in einem Maximum bzw. Minimum von $u_c(t)$ liegen, so dass sich als Abtastwerte $U_{c,k}, U_{c,k+1}, U_{c,k+2}, \dots$ jeweils die entsprechenden aktuellen Amplitudenwerte der an der Kapazität C abfallenden Spannung $u_c(t)$ ergeben.

[0020] Die Wirkungsweise einer Ausführungsvariante der Regelschaltung 8 zeigt Fig. 4. Ein Block 40 stellt die Regelstrecke dar, die die Istwerte U_{out} und U_c in Abhängigkeit von einer ihr zugeführten Stellgröße u erzeugt. Die Istwerte und die Stellgröße liegen als Digitalwerte für verschiedene Abtastzeitpunkte $k, k+1, k+2, \dots$ vor. Der Zeitindex k ist allerdings aus Gründen der Übersichtlichkeit bei allen in Fig. 4 dargestellten zeitabhängigen Größen weggelassen.

[0021] Die Stellgröße u wird folgendermaßen gebildet: Zunächst wird von einem vorgegebenen Sollwert U_{soll} der aktuelle Wert U_{out} subtrahiert. Die sich so ergebenden Differenzwerte werden aufsummiert (Block 41) - entsprechend einem Integrieren bei analogen Reglern - und die sich ergebende Summe σ wird mit einem Faktor k_i multipliziert. Von dem sich so ergebenden Wert werden zur Bildung der Stellgröße u ein erstes Produkt aus dem ersten Istwert U_{out} und einem Faktor k_{out} und ein zweites Produkt aus dem zweiten Istwert U_c und einem Faktor k_c subtrahiert. Der Summationsblock 41 und der zugehörige Faktor k_i dienen zur Eliminierung von stationären Regelabweichungen.

[0022] Im folgenden soll das Modell erläutert werden, dass zur Bestimmung der Parameter einer mittels der Regelschaltung 8 realisierten zeitdiskreten Regelung im Zustandsraum zugrunde gelegt wird. U_{out} und U_c werden als abgetastete Zustände aufgefasst, die rekursiv nach der Formel

$$\begin{pmatrix} U_{out} \\ U_c \end{pmatrix}_{k+1} = A \begin{pmatrix} U_{out} \\ U_c \end{pmatrix}_k + b u(a_k)$$

gebildet werden. A und b stellen Systemmatrizen dar, die sich aus den Konverterparametern ergeben.

[0023] Ein Wert t_A stellt die Abtastzeit der digitalen Regelung dar, die gleich der halben Periodendauer T_{pwm} der Pulsweitenmodulation ist (siehe Fig. 2). Weiterhin ist die Stellgröße u für den Abtastzeitpunkt k bestimmt durch eine nichtlineare (Sinus-) Funktion, die den Zusammenhang mit der Zeitdauer a_k (siehe Fig. 2), die ja hier wegen der festen Periodendauer T_{pwm} der Pulsweitenmodulation unmittelbar ein Maß für das Tastverhältnis der Pulsweitenmodulation bezüglich des Abtastzeitpunktes k angibt, angibt:

$$u(a_k) = \sin(\pi a_k)$$

[0024] Die jeweiligen Werte a_k werden unter Zugrundelegung dieser Formel aus der Stellgröße u bestimmt.

[0025] Dieses Modell wird noch erweitert, indem auch die Parameter σ und k_i berücksichtigt werden. σ wird als zusätzlicher Zustand des Modells angesetzt. Dies führt auf ein erweitertes Gleichungssystem:

5

$$\begin{pmatrix} U_{out} \\ U_C \\ \sigma \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} A & \begin{smallmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{smallmatrix} \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{out} \\ U_C \\ \sigma \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} b \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} U_{out}$$

mit

10

$$u = -(k_{out} \quad k_C \quad -k_I)^T \begin{pmatrix} U_{out} \\ U_C \\ \sigma \end{pmatrix}$$

15

[0026] Die Parameter k_{out} , k_C und k_I lassen sich nach der sogenannten Polplatzierungsmethode - d.h. einem Entwurf durch Eigenwertvorgabe bzw. Polvorgabe - (siehe beispielsweise O. Föllinger, "Lineare Abtastsysteme", R. Oldenburg Verlag, 1982, Kapitel 7.6) bestimmen, was voraussetzt, dass in vorausgehenden Schritten zunächst die gewünschten dynamischen Eigenschaften des Systems wie Anstiegszeit, maximale Überschwungung und Einstellzeit vorgegeben werden und aus diesen Vorgaben korrespondierende Eigenwerte der Systemmatrix A bestimmt werden. Wenn ein Überspringen des Systems gänzlich vermieden werden soll - was regelmäßig anzustreben ist -, bedingt dies rein reelle Eigenwerte ohne Imaginäranteil.

[0027] Fig. 5 zeigt die Wirkungsweise einer weiteren Ausführungsvariante der Regelschaltung 8 mit einer kaskadierten Reglerstruktur, die eine Begrenzung des Stromes $i_{res}(t)$ bewirkt, so dass eine Bauelementzerstörung aufgrund eines zu großen Wertes von $i_{res}(t)$, womit ohne weitere Maßnahmen während der Anlaufphase des Konverters 1 zu rechnen ist, vermieden wird. Wie in der Ausführungsvariante gemäß Fig. 4 ist auch hier mit einem Block 40 die Regelstrecke dargestellt, die die Istwerte U_{out} und U_C in Abhängigkeit von einer ihr zugeführten Stellgröße u erzeugt. Der Zeitindex k ist wiederum bei den dargestellten zeitabhängigen Größen weggelassen. Die Regelung gemäß Fig. 5 weist im Gegensatz zur Regelung gemäß Fig. 4 eine zusätzliche innere Regelschleife (Block 52, $k_{out,i}$, $k_{C,i}$) auf.

[0028] Die Stellgröße u wird folgendermaßen gebildet: Zunächst wird von einem vorgegebenen Sollwert U_{soll} der aktuelle Wert U_{out} subtrahiert. Die sich so ergebenden Differenzwerte werden aufsummiert (Block 41) und die sich ergebende Summe σ wird mit einem Faktor k_I multipliziert. Von dem sich so ergebenden Wert werden an einem Summationspunkt 51 ein erstes Produkt aus dem ersten Istwert U_{out} und einem Faktor $k_{out,a}$ und ein zweites Produkt p_C aus dem zweiten Istwert U_C und einem Faktor subtrahiert. Der Faktor ist für kleine Werte U_C , die bei kleinen, zu einem diskontinuierlichen Resonanzstrom $i_{res}(t)$ führenden Lasten vorliegen, anders als für große Werte U_C . Fig. 6 zeigt den Zusammenhang zwischen U_C und p_C . Der Faktor $k_{C,a}$ ergibt sich als Gradient der Funktion $p_C(U_C)$. Im vorliegenden Fall ist vereinfachend auch für den Bereich kleiner U_C ein linearer Zusammenhang angesetzt (der zu einem für alle U_C dieses Bereichs gleichen negativem Faktor führt), was sich als hinreichend genaue Näherung für den grundsätzlich als nichtlinear anzusetzenden Zusammenhang herausgestellt hat. Für den übrigen Bereich größerer Werte U_C wird der oben erläuterte lineare Zusammenhang zwischen U_C und p_C angesetzt. Damit ergibt sich ein stückweise linearer Zusammenhang zwischen U_C und p_C . Auf diese Weise wird bei kleinen Strömen $i_{res}(t)$ bzw. kleinen Spannungen $u_C(t)$, d.h. bei kleinen Lasten (Lastströmen) am Konverterausgang, ein Überspringen in der Konverteranlaufphase vermieden.

[0029] Der sich am Ausgang des Summationspunktes 51 ergebende Differenzwert wird einer Begrenzungsfunktion unterworfen (Block 52), d.h. der Differenzwert wird auf einen vorgegebenen Grenzwert begrenzt. Dies entspricht einer Begrenzung des Wertes des Zustands U_C , der ja äquivalent zur jeweiligen Amplitude der Spannung $u_C(t)$ ist. Da die Frequenz $f_{pwm} = 1/T_{pwm}$ der Pulsweitenmodulation konstant gehalten wird, lässt sich der zum Grenzwert der Begrenzungsfunktion proportionale Maximalwert $U_{C,max}$ des Zustands U_C unter der Voraussetzung eines sinusförmigen Stroms $i_{res}(t)$ direkt aus dem vorgegebenen Maximalwert des Stroms $i_{res}(t)$ berechnen durch

55

$$U_{C,max} = \frac{i_{res,max}}{2\pi f_{pwm} C}$$

[0030] Von dem am Ausgang des Blocks 52 gelieferten Wert u_a wird in der inneren Regelschleife dann sowohl ein

Produkt $k_{out,i} U_{out}$ als auch ein Produkt $k_{C,i} U_C$ subtrahiert. Der so gebildete Differenzwert ist die der Regelstrecke 40 zugeführte Stellgröße u , die - wie schon oben erläutert - zur Einstellung der jeweiligen Impulsdauer a_k und damit des Tastverhältnisses der pulswertenmodulierten Spannung $U_{pwm}(t)$ dient. Das Tastverhältnis liegt hier auf im Bereich zwischen Null und 1/2. Vorzugsweise sollte auch der vorn Block 41 gelieferte Wert begrenzt werden.

- 5 **[0031]** Für den Fall, dass die Begrenzung des Stromes i_{res} durch die innere Regelschleife nicht aktiv ist, lassen sich die innere und äußere Regelschleife der Reglerstruktur gemäß Fig. 5 kombinieren, was zu einer vereinfachten Reglerstruktur wie in Fig. 4 führt. Der Zusammenhang zwischen den Parametern $k_{out,a}$, $k_{out,i}$, $k_{C,a}$, $k_{C,i}$ und den Parametern der vereinfachten Reglerstruktur k_{out} , und k_C ergibt sich dann zu

$$10 \quad k_{out,a} = k_{out} - k_{out,i}$$

$$k_{C,a} = k_C - k_{C,i}$$

Patentansprüche

- 15 1. Serienresonanter Konverter (1) mit einer Regelschaltung (8) zur Regelung der Ausgangsspannung des Konverters,
dadurch gekennzeichnet,
- 20 dass die Regelschaltung (8) zur Verarbeitung eines ersten Istwerts (U_{out}), der von der jeweiligen Konverterausgangsspannung ($u_{out}(t)$) abhängt, und zur Verarbeitung eines zweiten Istwerts (U_C), der vom jeweiligen durch die Serienresonanzkreiselemente (C, L, R) des Konverters (1) fließenden Strom ($i_{res}(t)$) abhängt, vorgesehen ist, und
- 25 dass die Regelschaltung (8) zur Lieferung einer das Tastverhältnis einer an den Serienresonanzkreis des Konverters gelieferten pulswertenmodulierten Spannung ($u_{pwm}(t)$) bestimmenden Stellgröße (u) vorgesehen ist.
- 30 2. Konverter nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
- eine digitale Regelschaltung (8) mit einer Regelung im Zustandsraum vorgesehen ist.
- 35 3. Konverter nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
- dass der zweite Istwert (U_C) Abtastwerte des durch die Serienresonanzkreiselemente (C, L, R) des Konverters (1) fließenden Stroms ($i_{res}(t)$) an dessen Scheitelpunkten repräsentiert.
- 40 4. Konverter nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet,
- dass eine Integration des durch die Serienresonanzkreiselemente (C, L, R) des Konverters (1) fließenden Stroms ($i_{res}(t)$) vorgesehen ist, um aus den so ermittelten Werten die zur Bildung des zweiten Istwerts (U_C) verwendeten Abtastwerte zu bilden.
- 45 5. Konverter nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
- dass zur Bildung der Stellgröße (u) von einem aus der Differenz des ersten Istwerts (U_{out}) und eines die zu liefernde Ausgangsspannung repräsentierenden Sollwerts (U_{soll}) abgeleiteten Wert sowohl ein erstes Produkt aus einem ersten Faktor (k_{out}) und dem ersten Istwert (U_{out}) als auch ein zweites Produkt aus einem zweiten Faktor (k_C) und dem zweiten Istwert (U_C) subtrahiert werden.
- 50 6. Konverter nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
- 55 dass zur Bildung der Stellgröße (u) eine kaskadierte Reglerstruktur vorgesehen ist.
7. Konverter nach Anspruch 6,

dadurch gekennzeichnet,

dass zur Bildung der Stellgröße (u) in der kaskadierten Reglerstruktur

- 5 - in einer äußeren Regelschleife von einem aus der Differenz des ersten Istwerts (U_{out}) und eines die zu liefernde Ausgangsgleichspannung repräsentierenden Sollwerts (U_{soll}) abgeleiteten Wert sowohl ein erstes Produkt aus einem ersten Faktor ($k_{out,a}$) und dem ersten Istwert (U_{out}) als auch ein zweites Produkt aus einem zweiten Faktor ($k_{C,a}$) und dem zweiten Istwert (U_C) subtrahiert werden und
- 10 - in einer inneren Regelschleife nach einer Verarbeitung des von der äußeren Regelschleife erzeugten Differenzwerts gemäß einer Begrenzungsfunktion (52) von dem so gebildeten Wert (u_a) sowohl ein drittes Produkt aus einem dritten Faktor ($k_{out,i}$) und dem ersten Istwert (U_{out}) als auch ein viertes Produkt aus einem vierten Faktor ($k_{C,i}$) und dem zweiten Istwert (U_C) subtrahiert werden.

8. Konverter nach Anspruch 7,

15 dadurch gekennzeichnet,

dass für den Fall einer kleinen am Konverterausgang anliegenden Last in der äußeren Regelschleife der zweite Istwert (U_C) gemäß einer nichtlinearen Funktion in einen Wert (p_C) umgesetzt wird, der anstelle des zweiten Produkts verwendet wird.

20

9. Konverter nach Anspruch 8,

dadurch gekennzeichnet,

dass die nichtlineare Funktion stückweise linear ist.

25

10. Konverter nach einem der Ansprüche 5 bis 9,

dadurch gekennzeichnet,

dass ein Aufsummieren (41) der Differenzen des ersten Istwerts (U_{out}) und eines die zu liefernde Ausgangsgleichspannung repräsentierenden Sollwerts (U_{soll}) vorgesehen ist, wobei die so gebildeten Summenwerte (σ) mit einem weiteren Faktor (k_i) gewichtet werden.

30

35

40

45

50

55

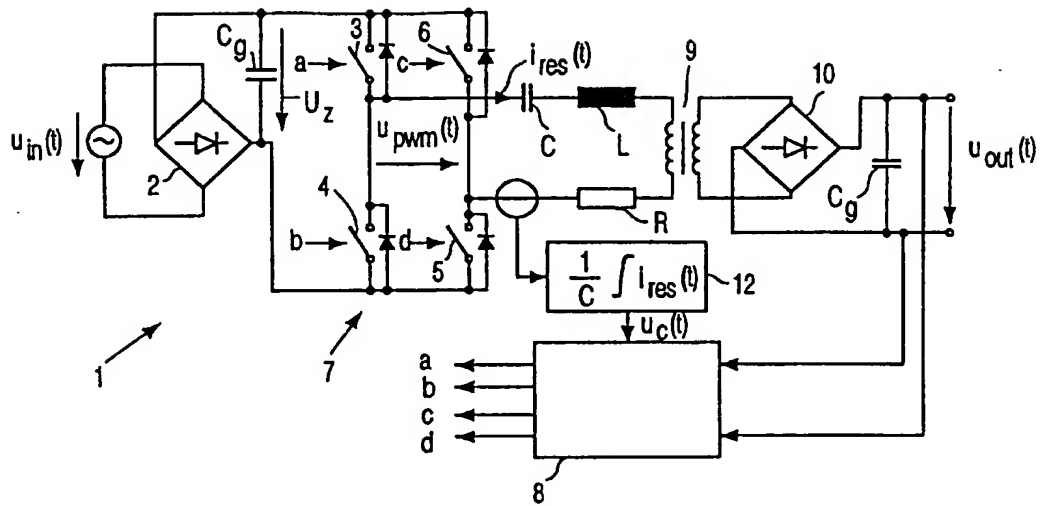


FIG. 1

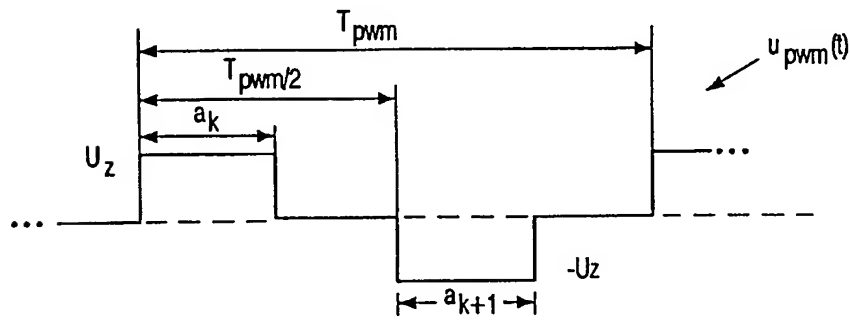


FIG. 2

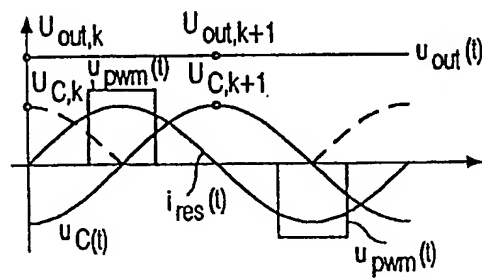


FIG. 3

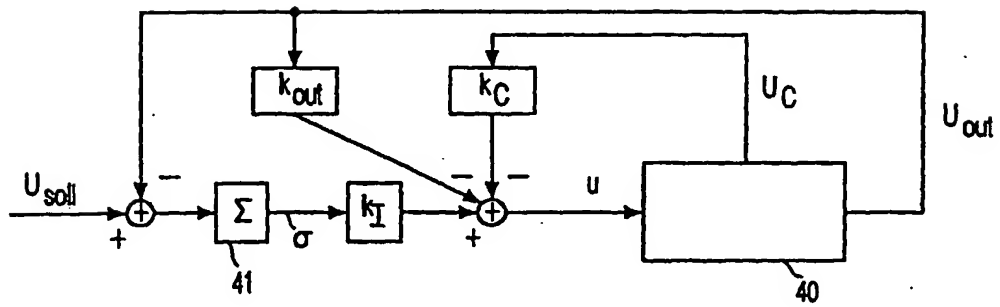


FIG. 4

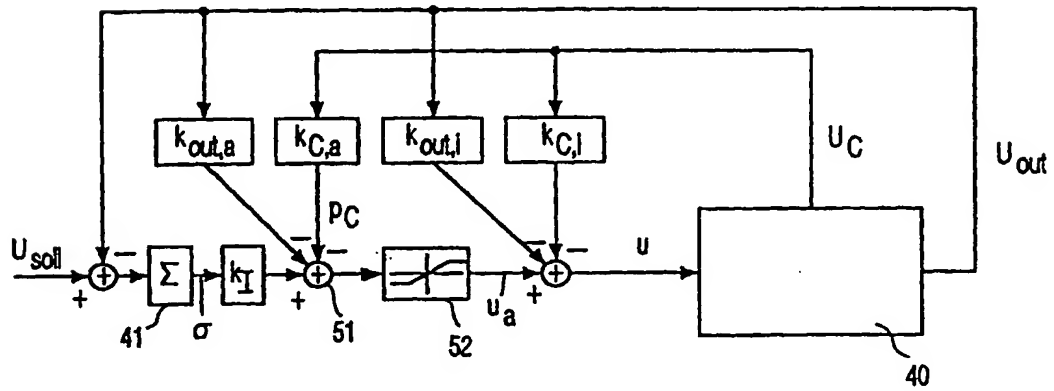


FIG. 5

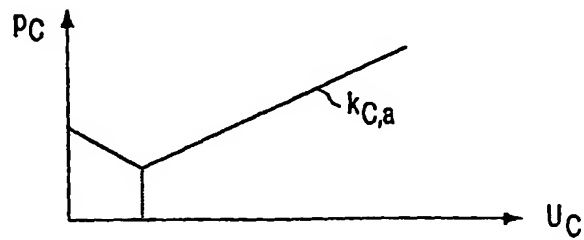


FIG. 6